

## SELBSTSCHWINGENDER SCHALTWANDLER

Die Erfindung bezieht sich auf einen selbstschwingenden Sperrwandler.

Schaltwandler sind zur Versorgung von elektronischen Geräten in einer Vielzahl bekannt geworden, wobei man zwischen Sperr- und Flusswandlern unterscheidet, jedoch auch Mischtypen bekannt geworden sind. Aufwändige Lösungen werden den verschiedensten Anforderungen hinsichtlich Leistung, Kurzschlussfestigkeit, Störfreiheit etc. gerecht.

Es gibt Fälle, in welchen zur Stromversorgung kleinerer Geräte, beispielsweise auch der Ansteuerschaltung eines Schaltwandlers eine Hilfsstromversorgung benötigt wird, an die keine besonderen elektrischen Anforderungen gestellt werden, die jedoch die Kosten des eigentlichen Geräts, beispielsweise eines Schaltwandlers, nicht merklich beeinflussen soll. In solchen Fällen werden oft selbstschwingende Sperrwandler eingesetzt, bei welchen jedoch Voraussetzung das Vorhandensein eines Übertragers mit einer zusätzlichen Hilfswicklung ist. Eines von vielen Beispielen eines solchen Sperrwandlers ist beispielsweise der DE 30 07 566 A1 zu entnehmen.

Aufgabe der Erfindung ist die Schaffung eines selbstschwingenden Schaltwandlers, d. h. eines Schaltwandlers, der keinen eigenen Ansteuerbaustein benötigt, welcher mit möglichst wenigen Bauteilen kostengünstig aufgebaut werden kann.

Diese Aufgabe wird mit einem selbstschwingenden Schaltwandler gelöst, bei welchem erfindungsgemäß eine Eingangsspannung über einen ersten Halbleiterschalter an eine Speicherinduktivität schaltbar ist, der Spannungsabfall eines in Serie mit dem Schalter liegenden Sensorwiderstands als Maß für den Strom durch die Induktivität einer Steuerelektrode eines zweiten Halbleiterschalters zugeführt ist, die Eingangsspannung über einen Widerstand mit der Steuerelektrode des ersten Schalters verbunden ist, diese Steuerelektrode über die Schaltstrecke des zweiten Schalters gegen Masse führbar ist, wobei nach Anschalten der Eingangsspannung während einer ersten Leitphase einer ersten Zeitdauer des ersten Schalters und einem Stromanstieg durch die Induktivität der zweite Schalter leitend wird und den ersten Schalter öffnet, worauf während einer zweiten Zeitdauer die Speicherinduktivität über eine Gleichrichterdiode Energie in einen Ausgangskondensator liefert, bis der Kondensator eines den Schalteingang des zweiten Schalters mit der Eingangsspannung verbindenden Serien-RC-Gliedes aufgeladen ist, der zweite Schalter öffnet und der erste Schalter erneut leitend wird.

Ein Sperrwandler nach der Erfindung kann mit zwei Transistoren und einer Induktivität so wie mit einigen Widerständen und zwei Kondensatoren aufgebaut werden. Für die Versorgung kleinerer Geräte, beispielsweise auch für die Versorgung der Ansteuerschaltung eines größeren Schaltwandlers, ist ein solcher Sperrwandler daher vorzüglich geeignet.

Wenn man eine einzige Induktivität verwendet, kann die Gleichrichterdiode den Ausgangskondensator galvanisch mit der Speicherinduktivität verbinden.

Es ist andererseits auch möglich, dass die Speicherinduktivität von der Primärwicklung eines Übertragers gebildet ist, an dessen Sekundärwicklung die Gleichrichterdiode und der Ausgangskondensator liegen. In einem solchen Fall hat man durch die Wahl des Übersetzungsverhältnisses der beiden Induktivitäten einen größeren Dimensionierungsspielraum, was die Eingangs- und die Ausgangsspannung betrifft.

Zum Schutz des zweiten Transistors und zur Verbesserung des Schaltverhaltens kann es zweckmäßig sein, wenn der Kondensator des RC-Gliedes über einen Schutzwiderstand und eine Entladediode bei eingeschaltetem ersten Schalter entladbar ist, wobei der Schutzwiderstand ( $R_s$ ) wesentlich kleiner ist, als der Widerstand des RC-Gliedes. Aus den gleich Gründen ist es vorteilhaft, wenn der Steuereingang des zweiten Schalters durch eine Verpolungsschutz-Diode geschützt ist.

Wenn ein Funktionieren des Wandlers auch ohne Last garantiert werden soll, empfiehlt es sich, wenn die Ausgangsspannung an dem Ausgangskondensator geregelt ist.

Eine solche Regelung kann mit Vorteil so erfolgen, dass parallel zu der Schaltstrecke des zweiten Schalters die Schaltstrecke eines dritten Halbleiterschalters liegt, dessen Steuereingang mit der Ausgangsspannung über eine Zenerdiode in Verbindung steht.

Bei Verwendung eines Übertragers ist es hingegen ratsam, wenn die Schaltstrecke des zweiten Schalters von der Kollektor-Emitter-Strecke des Fototransistors eines Optokopplers überbrückt ist, dessen Sendediode über eine Zenerdiode an der Ausgangsspannung liegt.

Die Erfindung samt weiteren Vorteilen ist im folgenden anhand zweier Ausführungsbeispiele näher erläutert, die in der Zeichnung veranschaulicht sind. In dieser zeigen:

Fig. 1 die Schaltung eines Schaltwandlers nach der Erfindung mit einer einzigen Speicherinduktivität und

Fig. 2 eine andere Ausführungsform eines erfindungsgemäßen Schaltwandlers, welcher einen Übertrager verwendet.

Wie Fig. 1 zeigt, liegt eine Eingangsgleichspannung  $U_E$  über eine Speicherinduktivität  $L_1$ , die Kollektor-Emitterstrecke eines Transistors  $T_1$  und einen Sensorwiderstand  $R_2$  gegen Masse. Von dem Pluspol der Eingangsgleichspannung  $U_E$  führt ein Widerstand  $R_1$  zur Basis des Transistors  $T_1$  bzw. zum Kollektor eines weiteren Transistors  $T_2$ , dessen Emitter an Masse liegt. Der Emitter des ersten Transistors  $T_1$  führt den Spannungsabfall an  $R_2$  zur Basis des zweiten Transistors  $T_2$ , welche über die Serienschaltung eines Kondensators  $C_1$  und eines Widerstandes  $R_5$  mit dem Verbindungspunkt der Speicherinduktivität  $L_1$  und des Kollektors des Transistors  $T_1$  verbunden ist. Dieser Verbindungspunkt führt über eine Gleichrichterdioden  $D_1$  zu einem Ausgangskondensator  $C_2$ .

Wenn an die soeben beschriebene Schaltung kein Lastwiderstand  $R_B$ , wie ganz rechts in Fig. 1 gezeigt, angeschlossen ist, muss für die Regelung der Ausgangsspannung  $U_A$  an dem Kondensator  $C_2$  Sorge getragen werden. Dazu ist ein dritter Transistor  $T_3$  vorgesehen, dessen Kollektor-Emitterstrecke parallel zur Kollektor-Emitterstrecke des Transistors  $T_2$  liegt, und dessen Basis über einen Widerstand  $R_6$  und eine Zenerdiode  $D_4$  mit der Ausgangsspannung  $U_A$  verbunden ist.

Bei den Transistoren  $T_1$ ,  $T_2$  und  $T_3$  handelt es sich ganz allgemein um gesteuerte Halbleiterschalter, wobei bevorzugt FETs verwendet werden.

Die Schaltung nach der Erfindung arbeitet wie folgt. An der Speicherinduktivität  $L_1$ , sowie an dem Widerstand  $R_1$  liegt die Eingangsgleichspannung  $U_E$  von beispielsweise 15 V an, welche bei Verwendung eines FETs die zulässige Gate-Source-Spannung nicht überschreiten darf. Über den Widerstand  $R_1$  wird das Gate des Transistors  $T_1$  geladen und dieser schaltet ein, wodurch in der Speicherinduktivität  $L_1$  der Strom linear ansteigt. Der Wert dieses Stroms wird an dem Sensorwiderstand  $R_2$  abgebildet, d. h. der an diesem Widerstand liegende Spannungsabfall ist ein Maß für den Strom durch die Induktivität und dieser Spannungsabfall wird über den Widerstand  $R_4$  dem zweiten Transistor zugeführt. Wenn der zweite Transistor  $T_2$  ein npn-Transistor ist, und die an dem Widerstand  $R_2$  abfallende Spannung größer als die Basis-Emitterspannung dieses Transistors ist, wird dieser leitend und er schaltet den Transistor  $T_1$  ab.

Nun versucht im Sinne des Hochsetzerprinzips die Induktivität  $L_1$  den Stromfluss aufrecht zu erhalten und führt den Strom über die Diode  $D_1$  in den Ausgangskondensator  $C_2$ . Über den Kondensator  $C_1$  und den Strombegrenzungswiderstand  $R_5$  wird der Transistor  $T_2$

leitend gehalten und der Transistor T1 bleibt gesperrt. Erst wenn der Kondensator C1 aufgeladen ist, wird der Transistor T1 wieder freigegeben und über den Widerstand R1 das Gate neuerdings geladen. Dieser Vorgang wird solange wiederholt, bis die gewünschte Ausgangsspannung erreicht ist. Dann greift der beschriebene Regler auf Basis des Transistors T3 und der Zenerdiode D4 ein, d. h., falls die Ausgangsspannung erreicht ist, wird über die Zenerdiode D4 und den Widerstand R6 der Transistor T3 eingeschaltet und somit das Gate des Transistors T1 kurzgeschlossen. T1 bleibt so lange abgeschaltet, bis die gewünschte Ausgangsspannung wieder unterschritten wird, dann leitet die Zenerdiode D4 nicht mehr und der Transistor T3 gibt den ersten Transistor T1 wieder frei.

Bei dieser einfachen Schaltung kommt es somit zu einem Aussetzen der Schwingungen, wenn die gewünschte Spannung erreicht ist. Für die Funktion sind zwei Zeitkonstanten maßgeblich, nämlich jene der Speicherinduktivität L1 und des Sensorwiderstands R2, welche die Einschaltswelle des zweiten Transistors T2 und die Einschaltdauer  $t_1$  bestimmen, wogegen die Zeitkonstante des Kondensators C1 und des Widerstands R5 die Ausschaltdauer  $t_2$  festlegen.

Die in Fig. 2 gezeigte Schaltung entspricht, was man durch einen Vergleich sofort sieht, im wesentlichen der Schaltung nach Fig. 1. Sie unterscheidet sich durch folgendes:

Die Speicherinduktivität L1 wird hier von der Primärspule eines Übertragers UET gebildet, wobei die an der Sekundärspule L2 auftretende Spannung mit Hilfe der Diode D1 und des Ausgangskondensators C2 wiederum gleichgerichtet wird und zu der Ausgangsspannung  $U_A$  führt.

Die Regelung der Ausgangsspannung  $U_A$  erfolgt dadurch, dass anstelle des dritten Transistors T3 in Fig. 1 der Fototransistor eines Optokopplers OKO liegt, der zur galvanischen Trennung von der Sekundärseite dient. Sekundärseitig wird die Sendediode des Optokopplers über einen Widerstand R6 und eine Zenerdiode D4 angesteuert, wobei sich genau die gleiche Funktion wie in Fig. 1 beschreiben hinsichtlich der Spannungsregelung ergibt.

In Fig. 2 ist weiters noch eine Schutzbeschaltung gezeigt, die nämlich aus der Serienschaltung eines Schutzwiderstands  $R_s$  und einer Diode D2 besteht, welche das von der Speicherinduktivität L1 abgewandelte Ende des Kondensators C1 mit der Basis des Transistors T2 verbindet. Weiters ist die Basis-Emitter-Strecke dieses Transistors T2 von einer weiteren Diode D3 überbrückt.

Diese Schutzbeschaltung dient dazu, dem Transistor T2 in keinem Betriebszustand eine negative Spannung zuzulassen und zusätzlich den Kondensator C1 in der leitenden Phase des ersten Transistors T1 schnell zu entladen. Bei eingeschaltetem Transistor T1 wird der Kondensator C1 mit der Zeitkonstante  $C1 \times R_6$  über die in Serie geschalteten Dioden D2 und D3 entladen, wobei vorausgesetzt ist, dass  $R3$  groß gegen  $R5$  ist, sodass es zu einer schnellen Entladung kommt. Bei ausgeschaltetem Transistor T1 wird der Kondensator C1 über den Widerstand  $R5$  mit der Zeitkonstante  $C1 \times R5$  langsam geladen. Die Zeitkonstante muss so gewählt sein, dass genug Zeit für die Abmagnetisierung der Speicherinduktivität L1 bleibt, damit diese bei neuerlichem Einschalten des Transistors T1 keinen Strom führt.

Es ist auch möglich, die Speicherinduktivität L1 im Trapezbetrieb zu betreiben, wobei dann die Zeitkonstante  $C1 \times R5$  entsprechend geringer gewählt wird. Die Diode D3 verhindert bei Einschalten des Transistors T1 eine negative Spannung an der Basis des Transistors und dient als Verpolschutz.

## PATENTANSPRÜCHE

1. Selbstschwingender Schaltwandler,  
dadurch gekennzeichnet, dass eine Eingangsspannung ( $U_E$ ) über einen ersten Halbleiterschalter (T1) an eine Speicherinduktivität (L1) schaltbar ist, der Spannungsabfall eines in Serie mit dem Schalter (T1) liegenden Sensorwiderstands (R2) als Maß für den Strom durch die Induktivität (L1) einer Steuerelektrode eines zweiten Halbleiterschalters (T2) zugeführt ist, die Eingangsspannung ( $U_E$ ) über einen Widerstand (R1) mit der Steuerelektrode des ersten Schalters (T1) verbunden ist, diese Steuerelektrode über die Schaltstrecke des zweiten Schalters (T2) gegen Masse führbar ist, wobei nach Anschalten der Eingangsspannung während einer ersten Leitphase einer ersten Zeitdauer ( $t_1$ ) des ersten Schalters und einem Stromanstieg durch die Induktivität der zweite Schalter leitend wird und den ersten Schalter (T1) öffnet, worauf während einer zweiten Zeitdauer ( $t_2$ ) die Speicherinduktivität (L1) über eine Gleichrichterdiode (D1) Energie in einen Ausgangskondensator (C2) liefert, bis der Kondensator (C1) eines den Schalteingang des zweiten Schalters (T2) mit der Eingangsspannung verbindenden Serien-RC-Gliedes aufgeladen ist, der zweite Schalter (T2) öffnet und der erste Schalter (T1) erneut leitend wird.
2. Schaltwandler nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Gleichrichterdiode (D1) den Ausgangskondensator (C2) galvanisch mit der Speicherinduktivität (L1) verbindet.
3. Schaltwandler nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Speicherinduktivität (L1) von der Primärwicklung eines Übertragers (UET) gebildet ist, an dessen Sekundärwicklung (L2) die Gleichrichterdiode (D1) und der Ausgangskondensator (C2) liegen.
4. Schaltwandler nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, dass der Kondensator (C1) des RC-Gliedes (C1/R5) über einen Schutzwiderstand ( $R_S$ ) und eine Entladediode (D2) bei eingeschaltetem ersten Schalter (T1) entladbar ist, wobei der Schutzwiderstand ( $R_S$ ) wesentlich kleiner ist, als der Widerstand (R5) des RC-Gliedes.
5. Schaltwandler nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, dass der Steuereingang des zweiten Schalters (T2) durch eine Verpolschutz-Diode (D3) geschützt ist.
6. Schaltwandler nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, dass die Ausgangsspannung ( $U_A$ ) an dem Ausgangskondensator (C2) geregelt ist.

7. Schaltwandler nach Anspruch 2 und Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, dass parallel zu der Schaltstrecke des zweiten Schalters (T2) die Schaltstrecke eines dritten Halbleiterschalters (T3) liegt, dessen Steuereingang mit der Ausgangsspannung ( $U_A$ ) über eine Zenerdiode (D4) in Verbindung steht.
8. Schaltwandler nach Anspruch 3 und Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, dass die Schaltstrecke des zweiten Schalters (T2) von der Kollektor-Emitter-Strecke des Fototransistors eines Optokopplers (OKO) überbrückt ist, dessen Sendediode über eine Zenerdiode (D4) an der Ausgangsspannung ( $U_A$ ) liegt.

